

Digital modem transmitter with quadrature amplitude modulation

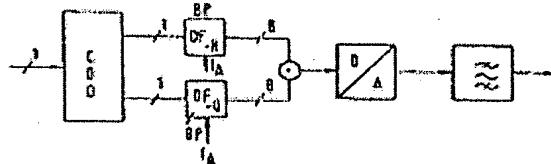
Publication number: DE3839919
Publication date: 1990-06-07
Inventor: GOECKLER HEINZ DIPL. ING. (DE)
Applicant: ANT NACHRICHTENTECH (DE)
Classification:
- **international:** H04L27/36; H04L27/34; (IPC1-7): H04L27/36
- **European:** H04L27/36A
Application number: DE19883839919 19881126
Priority number(s): DE19883839919 19881126

Report a data error here

Abstract of DE3839919

Digital modem transmitter with quadrature amplitude modulation for high data rates, circuit costs being able to be reduced substantially through storage of superimposed bandpass or high-pass signals. Reduction in the digital circuit cost through specific selection of carrier and sampling frequencies in relation to the symbol rate.

FIG. 5



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑯ **Patentschrift**
⑯ **DE 38 39 919 C2**

⑯ Int. Cl. 5:
H 04 L 27/36

DE 38 39 919 C2

⑯ Aktenzeichen: P 38 39 919.9-31
⑯ Anmeldetag: 26. 11. 88
⑯ Offenlegungstag: 7. 6. 90
⑯ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 2. 10. 91

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑯ Patentinhaber:
ANT Nachrichtentechnik GmbH, 7150 Backnang, DE

⑯ Erfinder:
Göckler, Heinz, Dipl.-Ing., 7150 Backnang, DE

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:
GÖCKLER, Heinz: On the design of digital and
time-discrete modem transmitters with linearly
modulated data waveforms. In: ntz Archiv Bd.6
(1984) H.6, S.119-131;
GÖCKLER, Heinz: Prinzipien und Anwendungsmög-
lichkeiten digitaler Filter in der Nachrich- tentechnik.
In: Frequenz 35 (1981) 3/4, S.67-73;
SAITO, Yoichi, MATSUE, Hideaki, KOMAKI, Shozo:
A New Way of Generating the Nyquist Spectral-
Shaped High-Speed and Multilevel Digital Signals.
In: Electronics and Communications in Japan, 1984,
Nr. 7, S. 46;
SILLER, Curtis A., DEBUS, Walter: Spectral Shaping
of M-State Data Signals for Bandlimited
Communications. In: Proceedings of the IEEE 1987
International Conference on Communications
(CH 2424-0/87/0000-1716), S. 1716;

⑯ Digitaler Modemsender mit Quadratur-Amplitudenmodulation

DE 38 39 919 C2

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf digitale Modemsender mit Quadratur-Amplitudenmodulation gemäß Oberbegriff des Anspruchs 1 oder 2.

Solche Modemsender sind bekannt, beispielsweise durch den Aufsatz "On the design of digital and time-discrete modem transmitters with linearly modulated data waveforms" von Heinz Göckler in ntz Archiv band 6 (1984) Heft 6 Seite 119 und folgende [1]. Die in diesem Aufsatz angegebenen Konstruktionen für einen Modemsender sind für hohe Datenraten nicht realisierbar. In den Aufsätzen "A New Way of Generating the Nyquist Spectral-Shaped High-Speed and Multilevel Digital Signals" von Saito et al in Electronics and Communications in Japan, Vol. 67-B, No. 7, 1984 Seite 46 und folgende [2] und "SPECTRAL SHAPING OF M. STATE DATA SIGNALS FOR BANDLIMITED COMMUNICATIONS" von Siller et al in IEEE 1987 CH 24 24-0/87/0000-1716 \$1.00 Proceedings International Conference on Communications 1987 49.4.1 Seiten 1716 und folgende [3] sind Lösungen angegeben, welche bei hohen Datenraten betrieben werden können, aber einen sehr hohen Schaltungsaufwand aufweisen.

Der vorliegenden Erfindung lag die Aufgabe zugrunde, einen digitalen Modemsender der eingangs genannten Art anzugeben, welcher einen Betrieb auch bei sehr hohen Datenraten in aufwandsgünstiger Weise erlaubt.

Die Lösung dieser Aufgabe erfolgt durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 oder 2.

Vorteilhafte Ausgestaltungen ergeben sich durch die Unteransprüche.

Der erfindungsgemäße digitale Modemsender weist die Vorteile auf, daß seine Funktion auch bei hohen Datenraten in aufwandsgünstiger Weise gewährleistet ist. Der Schaltungsaufwand ist dabei von der analogen Signalverarbeitung auf die Seite der digitalen Signalverarbeitung verschoben worden, was zur Verminderung der Bauelementeempfindlichkeit, zur Einsparung von Abgleichskosten und zur Aufwandsverminderung insgesamt führt.

Der Vorteil des erfindungsgemäßen digitalen Modemsenders drückt sich darin aus, daß ein einziger Digital-Analogumsetzer, ein einziger Tiefpaß und nur ein einziger nachfolgender Mischer benötigt werden.

Es erfolgt nun die Beschreibung der Erfindung anhand der Figuren.

Das Blockschaltbild eines allgemeinen digital realisierten Modemsenders für Quadratur-Amplitudenmodulation, auch geeignet für Restseitenband-Amplitudenmodulation, ist in Fig. 1 (entspricht Fig. 1 von [1]) dargestellt.

Die binäre Eingangsdatenfolge wird durch einen Sérien-Parallelwandler parallelisiert, anschließend mittels eines Coders codiert, welcher zwei Ausgänge, einen für den Normalzweig und einen für den Quadraturzweig, aufweist. Beide Zweige werden mit der Abtastfrequenz $f_A = 1/T_s = fs$ abgetastet, wobei T die Symboldauer ist. Die Symbolfolgen a_i im Normalzweig und b_i im Quadraturzweig werden anschließend mittels eines Pulsformfilters pulsgeformt, mit Kosinus bzw. Sinus $\omega_c \cdot kT_s$ moduliert, summiert, gegebenenfalls über ein Restseitenbandfilter geleitet, um anschließend mittels eines Digital-Analogumsetzers analogisiert zu werden. Je nach Wahl der Kombination der Symbole $[a_i, b_i]$ können beliebige Quadratur-Amplitudenmodulationsverfahren realisiert werden. Unter der Voraussetzung, daß die Dauer der Impulsantwort $g(kT_s)$ des Pulsformfilters

endlich ist und daß das Verhältnis der Symbolrate $1/T$ zur Trägerfrequenz f_C gleich dem Quotient zweier natürlicher Zahlen ist oder daß dieser Quotient eine natürliche Zahl ist, also z. B. $f_C = q/T$ ist, ist die Realisierung eines Modemtransmitters gemäß Fig. 2a und 2b (entsprechen Fig. 2a) und Fig. 2b) aus [1] möglich. Im Falle der Fig. 2b werden elementare Bandpaßsignale abgespeichert und entsprechend den zu übertragenden Symbolen $[a_i, b_i]$ überlagert. Dies erfordert bei dem Adreßrechner, dem Signalelementspeicher und der Überlagerungseinheit Akku den n -fachen Abtasttakt. Dadurch ist diese Anordnung für hohe Datenraten nicht verwendbar.

In Fig. 2(b) des Aufsatzes [2] ist eine Lösung dargestellt, bei der der Datenstrom parallelisiert verarbeitet wird und wobei jedes der Pulsformfilter in den Zweigen durch ein Binary Transversal Filter (BTF) mit jeweils nachfolgendem Digital-Analog-Umsetzer und Mischer realisiert wird; hier sind also mehrere Digital-Analog-Umsetzer erforderlich.

Der Ansatz von Siller in dem Aufsatz [3] kommt den Erfordernissen hoher Datenübertragungsrate nahe. Hier werden im Normal- und Quadratur-Zweig die mit unterschiedlichen aufeinanderfolgenden Symbolen a_i bzw. b_i bewerteten Tiefpaßfilter-Impulsantworten $g(kT_s)$ überlagert und alle Überlagerungsmöglichkeiten abgespeichert.

Eine mögliche Schaltungsrealisierung für einen solchen Modulator mit digitaler Basisbandimpulsformung ist in Fig. 3 dargestellt. Allerdings wird hier für jeden Zweig des QAM-Modulators ein Digital-Analog-Umsetzer mit nachfolgendem Tiefpaßfilter und Mischer benötigt.

In Fig. 4 ist das Blockschaltbild einer Ausführungsform des erfindungsgemäßen Modemsenders dargestellt. Dem Codierer mit Normalausgang I und Quadratursausgang Q , bei 4-Phasen-PSK-Modulation zu einem aus zwei Bits bestehenden Symbol zusammengefaßt, ist ein digitales als Bandpaß realisiertes Filter nachgeschaltet. Im Speicher dieses digitalen Filters sind nun alle möglichen Überlagerungen von Filtersignalen abgelegt und können mit der Abtastrate f_A ausgelesen werden. Diese Lösung benötigt allerdings relativ viel Speicherplatz, erfordert aber nur einen einzigen Digital-Analog-Umsetzer.

Eine echte Aufspaltung in Normal- und Quadratur-Komponenten, ebenfalls in Form überlagerter Bandpaßsignale, ist der Fig. 5 zu entnehmen. Diese Lösung ermöglicht bei der oben angenommenen 4-Phasen-PSK-Modulation eine Einsparung von knapp 97 Prozent des Speicherplatzes nach Fig. 4, dessen Kapazität sich zu $1 \cdot 4 \exp(N/L)$ Wortspeicherplätzen berechnet, wenn man ein Filter mit $N = 12$ Koeffizienten und einer Überabtastung von $1 = 2$ zugrundegelegt. Die nicht in den Teillfiltrn DF_N bzw. DF_Q eingespeicherten Überlagerungswerte sind über ein nachfolgendes zusammenfassendes Summierglied nochmals überlagerbar, womit alle möglichen Überlagerungen erzeugbar sind.

Eine andere Möglichkeit zur Einsparung von Speicherplatz zeigt Fig. 6. Im Blockschaltbild dieser Figur ist ein Schaltungsbeispiel wiedergegeben, bei dem die Impulsantwort in $p = 3$ Segmente aufgeteilt wird. Dementsprechend werden drei ROMS ROM 1, ROM 2 und ROM 3 benötigt. ROM 1 ist für die Vorläufersegmente, ROM 2 für die Überlagerung der beiden Hauptimpulssegmente und ROM 3 für die Nachläufersegmente vorgesehen. Im jedem dieser ROMS sind teilüberlagerte

Signale abgelegt. Bei der oben angenommenen 4-PSK-Modulation sind die ROMS für die Größe $l \cdot 4^{N/pl}$, mit $N = l \cdot$ Anzahl der Segmente ausgelegt. Für $l = 32$ und $N/pl = 6 \cdot 32/3 \cdot 32 = 2$ erhält man 512 Speicherplätze je ROM im ursprünglichen noch nicht aufgespaltenen Bandpaßfall. Die Möglichkeit der Aufspaltung in ROMS mit teilüberlagerteren Signalen ist sowohl bei der 5 ursprünglichen Bandpaßlösung als auch bei der Tiefpaßlösung bzw. bei der in die IQ Komponenten aufgespaltenen Lösung möglich.

Bei den bisher beschriebenen erfindungsgemäßen Lösungen war angenommen worden, daß das Nutzspektrum jeweils bei $f_c = f_A/4$ zentriert ist. Das bedeutet, daß die Frequenzlücken zwischen Nutzspektrum und dessen Spiegelbildern (Wiederholungen) mit zunehmender Abtastrate f_A bei gleichbleibender Bandbreite des Nutzspektrums breiter werden. Damit werden aber die Anforderungen an den analogen Tiefpaß und vor allem an den mit der analogen Frequenzumsetzung erforderlichen Bandpaß zunehmend entschärft. Dies wird durch die Fig. 7 verdeutlicht, welche Frequenzspektren für das Beispiel mit $l = 4$, einer Abtastfrequenz von 36 MHz und einer Trägerfrequenz von 9 MHz darstellt. Durch Umsetzung wird die Trägerfrequenz von 9 MHz auf die Zwischenfrequenz von 70 MHz geschoben, wodurch 10 nach dem Digital-Analog-Umsetzer lediglich ein einfacher Tiefpaß mit ausreichender Sperrdämpfung und einer Sperrfrequenz von etwa 100 MHz erforderlich ist. Die scharfe Selektion erfolgt mit einem Bandpaß nach der Umsetzung auf 70 MHz, siehe Fig. 8. Mit $l = 8$ und 15 damit der doppelten Abtastrate von 72 MHz und der doppelten Trägerfrequenz von 18 MHz wird der Bandpaß nach dem Mischer deutlich entschärft.

Bei dem erfindungsgemäßen Modemsender mit Bandpaßsignalüberlagerung kann vorteilhafterweise eine durch den Digital-Analog-Umsetzer hervorgerufene Frequenzgangverzerrung durch eine Vorverzerrung mit dem Frequenzgang Sinus $\pi f/f_A$ dividiert durch $\pi f/f_A$, welcher in die digitalen Signale eingerechnet wird, kompensiert werden.

Eine Schaltungsvariante für den Modemsender ist, anstelle des Tiefpasses hinter dem Digital-Analog-Umsetzer einen Hochpaß zu setzen. Diese Lösung weist den Vorteil auf, bei unveränderter Abtastrate die Frequenzlücken für die analogen Nachfilter wesentlich zu verbreitern. Es soll hier gelten $f_A = l/T = 2 f_c$ mit $l = 2, 4, 6, 8$ usw. Ausgangspunkt dabei ist eine Tiefpaßimpulsantwort mit \sqrt{N} quist-Verlauf (Roll-off von 0,5). Ein solcher Verlauf ist aus der Fig. 9 ersichtlich. Zum Unterschied gegenüber dem Modemsender mit Tiefpaß kann aber 20 keine SinusX/X-Entzerrung auf der digitalen Seite vorgenommen werden.

Die Tiefpaßimpulsantwort wird auf einen Träger der Frequenz $f_A/2$ moduliert. Das zu dieser Trägerfrequenz streng symmetrische Spektrum unterscheidet sich in seiner Impulsantwort von der ursprünglichen Tiefpaßimpulsantwort dadurch, daß jeder zweite Wert sein Vorzeichen umkehrt. Das führt zu Hochpaßimpulsantworten mit negativer Symmetrie zur Impulsmitte. Normal- und Quadraturkomponente unterscheiden sich ebenfalls 25 nur durch das Vorzeichen, dem durch die alternative Vorgehensweise "Vorwärts-" bzw. "Rückwärtsauslesen" aus dem Speicher begegnet wird. Als Realisierung bietet sich die Lösung gemäß Fig. 5 oder Fig. 6 an. Das digitale Hochpaßsignal ist analog betrachtet ein Bandpaßsignal, 30 zentriert bei $f_A/2$, siehe Fig. 10.

Im Vergleich zur Bandpaßlösung gemäß Fig. 5 bzw. 35 gemäß Fig. 8 wird im Prinzip der gleiche einfache Tief-

paßfilter nach der Digital-Analog-Umsetzung (Grenzfrequenz $f_{sp} = 100$ MHz) benötigt. Dabei muß allerdings die Sinus X/X-Verzerrung um $f_A/2$ ausgeglichen werden. Dagegen wird die Forderung für den Bandpaß nach der Umsetzung auf 70 MHz stark entschärft, da die Frequenzlücken zu den benachbarten Spektren stark vergrößert werden bei gleicher Abtastfrequenz von beispielsweise $f_A = 4 f_S = 36$ MHz = $4 f_c$.

Patentansprüche

1. Digitaler Modemsender mit Quadratur-Amplitudenmodulation, bestehend aus der Kettenschaltung aus Serien-Parallel-Wandler, Codierer, Abtaster, Pulsformer-Filter und Modulator sowie Summierglied für Normal- und Quadratur-Komponente, Digital-Analog-Umsetzer und Tiefpaßfilter, wobei der seriell parallel gewandelte, codierte und abgetastete Datenstrom im Normal- und Quadraturzweig jeweils mittels des Pulsformer-Filters pulsgeformt ist, wobei Pulsformerfilter, Modulatoren und Summierglied realisiert sind durch ein digitales Filter, in dem elementare Filtersignale (Impulsantworten), die den zu übertragenden Symbolwerten $\{a_i, b_i\}$ entsprechen, in zeitlich versetzten Überlagerungen, die der Folge der zu übertragenden Symbole entsprechen bereitgestellt werden, dadurch gekennzeichnet,

daß mindestens zwei Speicher vorgesehen sind, in denen ein Teil der möglichen Überlagerungen von Filtersignalelementen abgespeichert sind, daß diese Überlagerungen von Signalelementen mit einer Frequenz, die gleich der Abtastfrequenz ist, aus den Speichern auslesbar sind, daß das Auslesen dieser Überlagerungen gleichzeitig erfolgt und

daß der restliche Teil der möglichen Überlagerungen durch Summierung dieser aus den Speichern ausgelesenen Überlagerungen bildbar ist.

2. Digitaler Modemsender mit Quadratur-Amplitudenmodulation, bestehend aus der Kettenschaltung aus Serien-Parallel-Wandler, Codierer, Abtaster, Pulsformer-Filter und Modulator sowie Summierglied für Normal- und Quadratur-Komponente, Digital-Analog-Umsetzer und Tiefpaßfilter, wobei der seriell parallel gewandelte, codierte und abgetastete Datenstrom im Normal- und Quadraturzweig jeweils mittels des Pulsformer-Filters pulsgeformt ist, dadurch gekennzeichnet, daß Pulsformerfilter, Modulatoren und Summierglied realisiert sind durch ein digitales Filter mit einem Speicher, in dem alle möglichen Überlagerungen von mit den zulässigen Symbolwerten $\{a_i, b_i\}$ bewerteten elementaren Filtersignalen (Impulsantworten), welche Überlagerungen den einzelnen Symbolfolgen entsprechen, eingespeichert sind und daß diese Überlagerungen von Filtersignalelementen mit einer Frequenz, die gleich der Abtastfrequenz ist, aus dem Speicher auslesbar sind (Fig. 4).

3. Modemsender nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß für Normalkomponente und Quadratur-Komponente getrennte Speicher zur Abspeicherung vorgesehen sind (Fig. 5).

4. Modemsender nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Impulsantworten in $p > 1$ Zeitsegmente geteilt und in p Speichern abgespeichert sind derart, daß in einem Speicher jeweils Impulsantwort-Seg-

mente gleicher Zeitsegmentnummern eingespeichert sind,
daß die Überlagerung der Symbolsequenz mit den entsprechenden Impulsantwortsegmenten der einzelnen Zeitsegmente in den p Speichern in entsprechendem Zeitversatz erfolgt und daß Summierglieder vorgesehen sind, mittels denen die Überlagerung der aus den p Speichern ausgelesenen Überlagerungen gleichzeitig und im Takte der Abtastfrequenz erfolgt (Fig. 6).
5. Modemspeicher nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß eine durch den Digital-Analog-Umsetzer hervorgerufene Frequenzgangverzerrung mittels einer Vorverzerrung durch Einrechnung eines Frequenzganges 10

$$\left(\frac{\sin \pi f/f_s}{\pi f/f_s} \right)^2$$

15

in die Filterkoeffizienten kompensierbar ist.
6. Modemsender nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Filter als Bandpaß ausgeführt ist.
7. Modemsender nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Filter als Tiefpaß ausgeführt ist.
8. Modemsender nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Filter als Hochpaß ausgeführt ist.
9. Modemsender nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Verhältnis von Abtastfrequenz f_A , Symbolfrequenz f_S und Trägerfrequenz f_C jeweils gleich dem Quotient von natürlichen Zahlen ist. 35

30

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

40

45

50

55

60

65

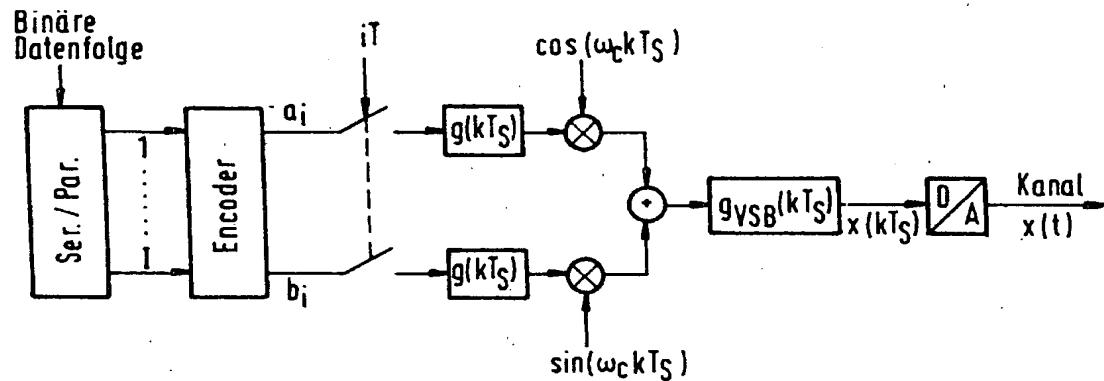


FIG. 1

FIG. 2a

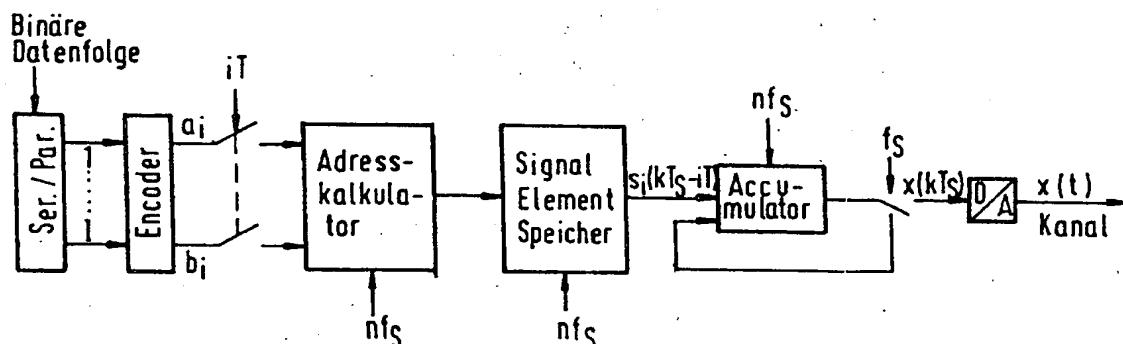
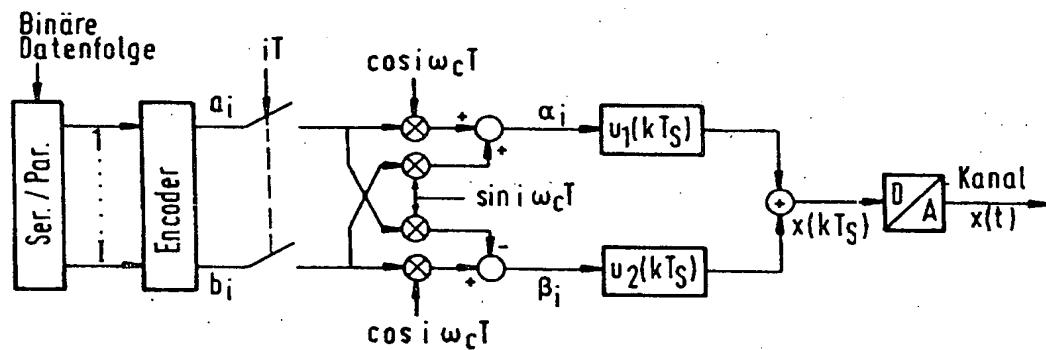
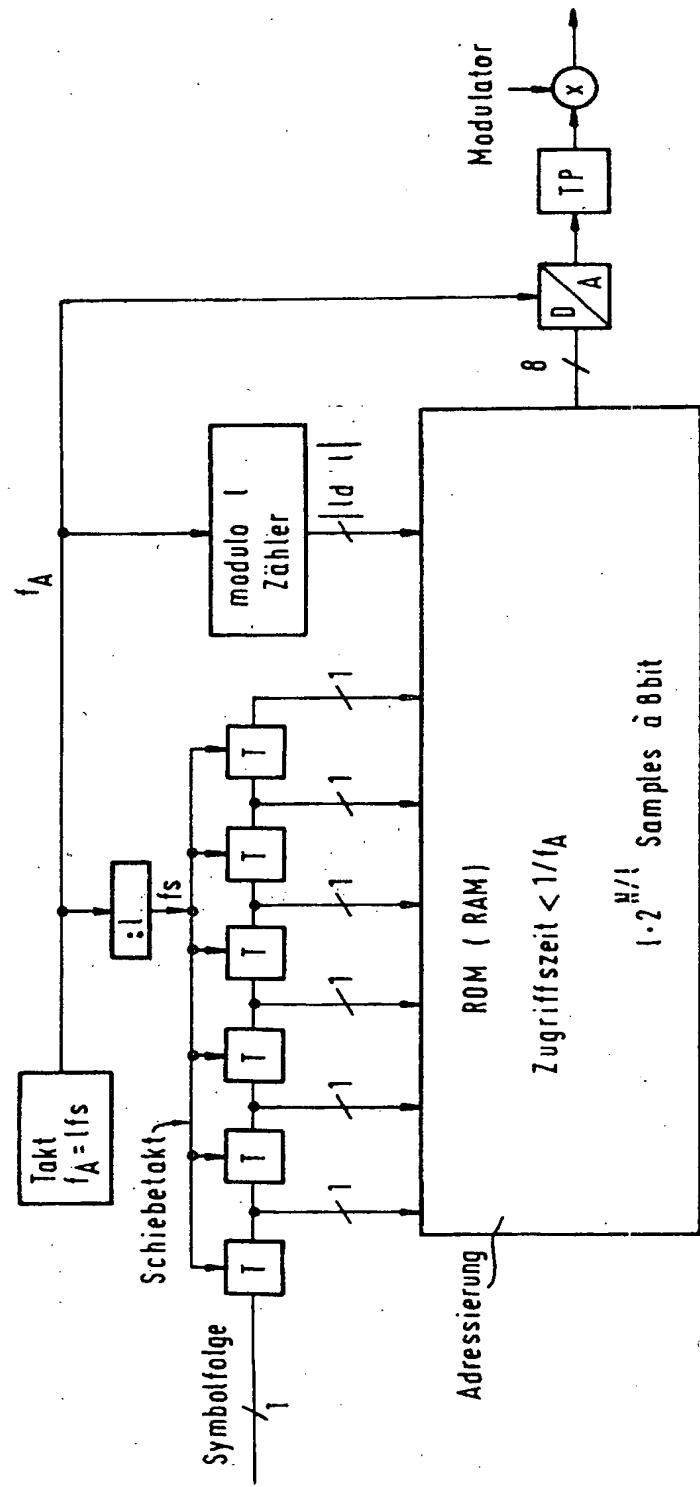


FIG. 2b

FIG. 3



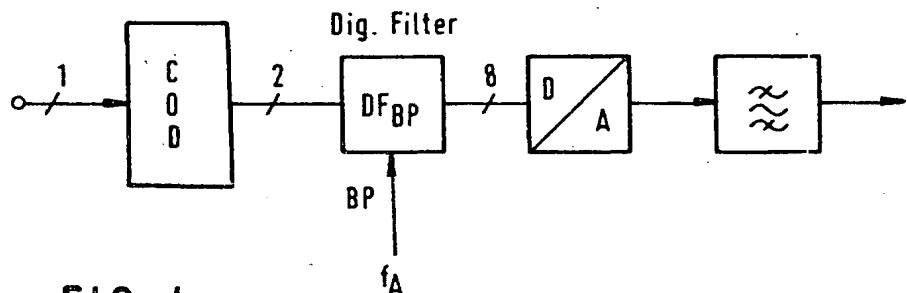
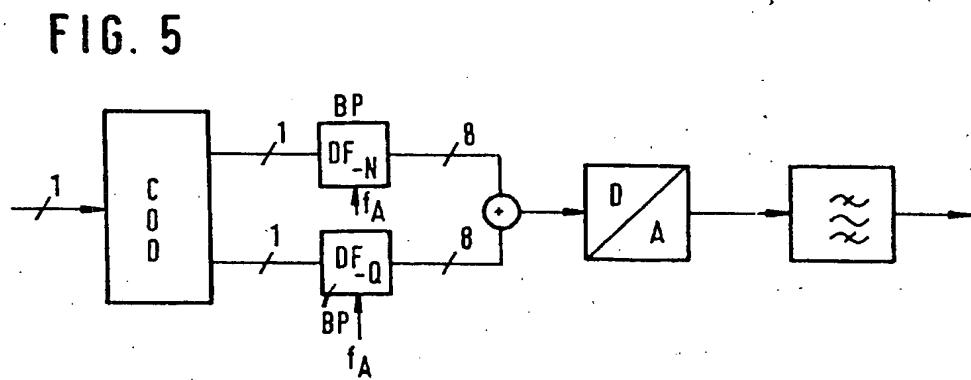


FIG. 4



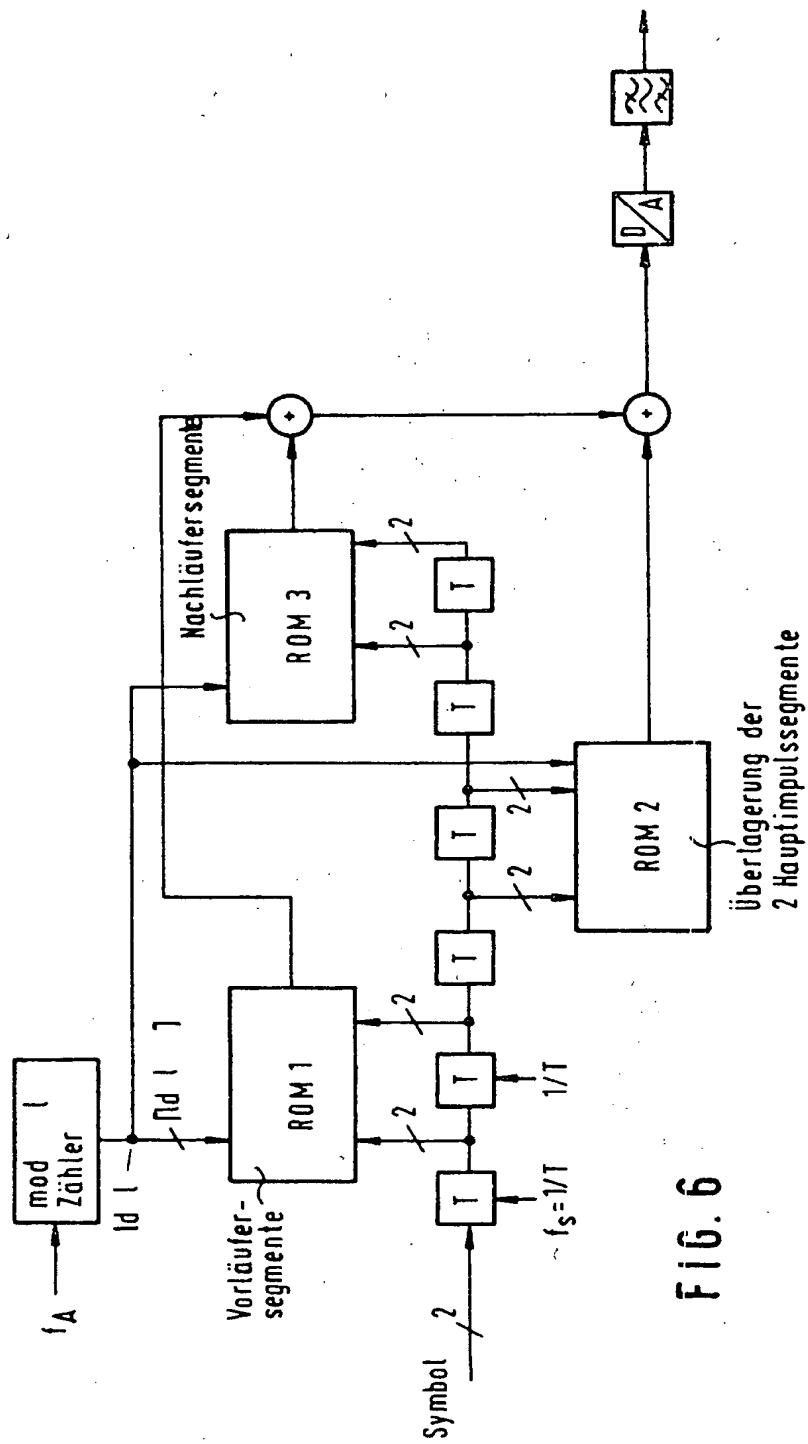


Fig. 6

FIG. 7

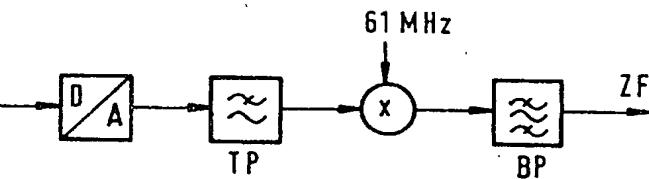
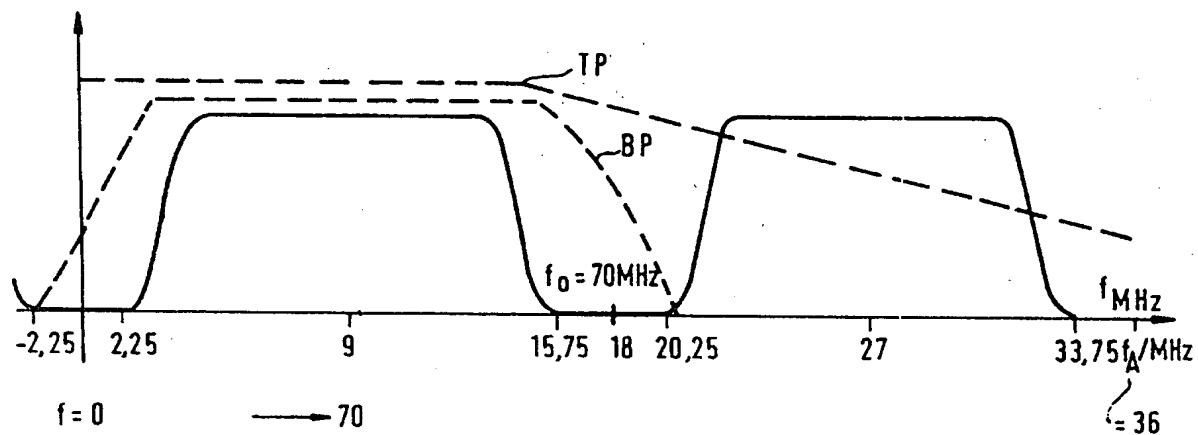


FIG. 8

FIG. 9

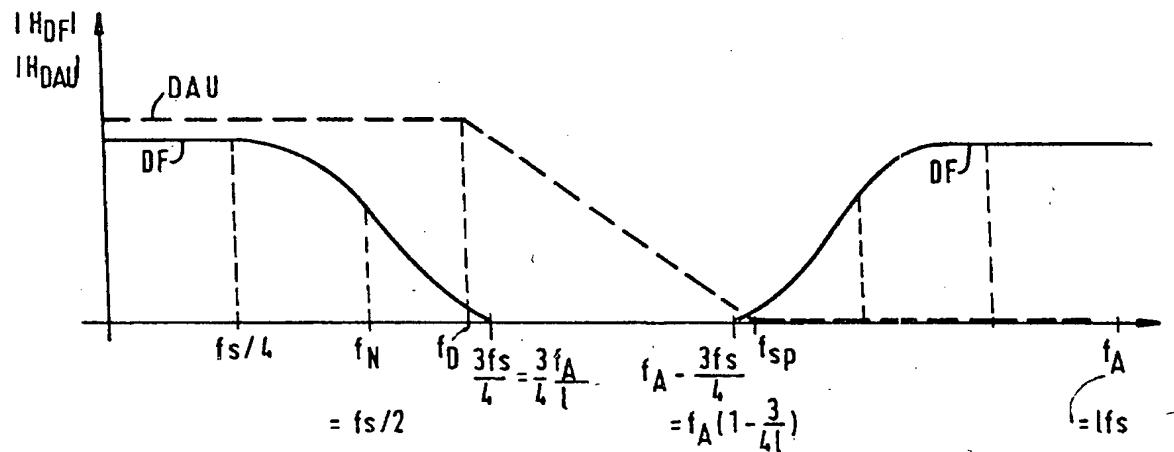


FIG. 10

